

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-036703

(43)Date of publication of application : 07.02.1997

(51)Int.Cl.

H03H 11/04

G01R 27/28

H03H 11/12

H03H 17/02

(21)Application number : 08-181896

(71)Applicant : AT & T CORP

(22)Date of filing : 11.07.1996

(72)Inventor : KHORRAMABADI HAIDEH
TARSIA MAURICE J
NAM SAN UU

(30)Priority

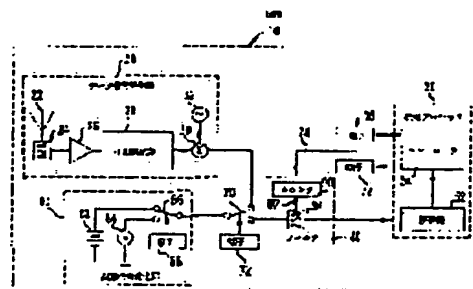
Priority number : 95 502591 Priority date : 14.07.1995 Priority country : US

(54) CIRCUIT TUNING FREQUENCY RESPONSE CHARACTERISTIC OF FILTER MEANS

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make a device using a circuit small and to omit manual adjustment by tuning automatically a frequency characteristic of an LPF based on a generated control signal depending on a comparison result of respective outputs A', B' of the LPF receiving test signals A, B.

SOLUTION: A control(Cr) 54 initializes a tuning control signal 74 of a counter 90, gives a signal to a terminal 72 to operate a switch 70 thereby connecting a test signal generator 60 to an LPF 40. Then the Cr 54 gives a signal to a terminal 68 to operate a switch 66 to connect to the position of a DC signal source 62 and power of a DC signal through the LPF 40 is measured by using an A/D converter 62. Succeedingly the Cr 54 throws the switch 66 to the position of an AC signal source 64 and power of an AC output signal through the LPF 40 is measured similarly, and the DC and AC signal power measurement results are compared. Based on the comparison result, the frequency characteristic of the LPF 40 is automatically tuned by using a signal 74 generated by the Cr 54. Thus, a device using the tuning circuit is made small and the manual adjustment is omitted.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

08.09.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

21.11.2000

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

2001-02390

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

19.02.2001

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

(43)公開日 平成9年(1997)2月7日

審査請求 未請求 請求項の数32 OL (全 18 頁)

最終頁に続く

(2)

2

【特許請求の範囲】

【請求項1】 フィルタ手段の周波数応答特性をチューニングする回路において、

フィルタ手段と、

前記フィルタ手段に、第1の試験信号を供給する第1供給手段と、

前記第1の試験信号に対する、前記フィルタ手段の第1の応答を測定する第1測定手段と、

前記フィルタ手段に、第2の試験信号を供給する第2供給手段と、

前記第2の試験信号に対する、前記フィルタ手段の第2の応答を測定する第2測定手段と、

前記フィルタ手段の周波数特性をチューニングするために、前記第1の応答と、前記第2の応答を比較して、前記フィルタ手段にチューニング制御信号を送る比較手段とからなることを特徴とする、フィルタ手段の周波数応答特性をチューニングする回路。

【請求項2】 前記第1供給手段は交流信号源を備え、前記第2供給手段は直流信号源を備えることを特徴とする請求項1の回路。

【請求項3】 前記第1測定手段と、前記第2測定手段と、前記比較手段は、コントローラを備えることを特徴とする請求項1または2の回路。

【請求項4】 フィルタ手段と、
前記フィルタ手段に、第1の試験信号を供給する第1供給手段と、
前記第1の試験信号に対する、前記フィルタ手段の第1の応答を測定する第1測定手段と、
前記フィルタ手段に、第2の試験信号を供給する第2供給手段と、

前記第2の試験信号に対する、前記フィルタ手段の第2の応答を測定する第2測定手段と、
前記フィルタ手段の周波数特性をチューニングするために、前記第1の応答と、前記第2の応答を比較して、前記フィルタ手段にチューニング制御信号を送る比較手段とを備えたことを特徴とするセルラ装置。

【請求項5】 前記第1供給手段は交流信号源を備え、前記第2供給手段は直流信号源を備えることを特徴とする請求項4の装置。

【請求項6】 出力を有する、試験信号発生器と、
出力を有する、データ信号発生器と、
伝送入力と、伝送出力と、制御用入力を有する、フィルタと、
第1のスイッチと、
前記フィルタの伝送出力に接続された伝送入力と、前記フィルタの制御用入力に接続された第1の制御出力と、
前記スイッチに接続された第2の制御出力とを有する信号プロセッサとを有する、データ信号をフィルタリングする回路において、
前記信号プロセッサは、チューニング手続き中の前記フ

ィルタの伝送出力からの信号に応答して、前記フィルタの周波数応答特性を設定するために、前記フィルタの制御用入力にチューニング制御信号を供給し、

前記第1のスイッチは、

チューニング手続き中は、前記信号プロセッサからの信号に応答して、前記試験信号発生器の出力を前記フィルタの伝送入力に接続し、前記データ信号発生器の出力を前記フィルタの伝送入力から切り離し、

データ処理中は、前記信号プロセッサからの信号に応答して、データ信号発生器の出力を前記フィルタの伝送入力に接続し、前記試験信号発生器を前記フィルタの伝送入力から切り離すことを特徴とする、データ信号をフィルタリングする回路。

【請求項7】 前記試験信号発生器は、

直流信号源と、

交流信号源と、

前記信号プロセッサに接続された制御用入力を有する第2のスイッチとを有し、当該第2のスイッチは、

直流信号動作中は、前記信号プロセッサからの信号に応答して、前記フィルタの伝送入力から交流信号源を切り離し、直流信号源を接続し、

交流信号動作中は、前記信号プロセッサからの信号に応答して、前記フィルタの伝送入力から直流信号源を切り離し、交流信号源を接続し、

前記信号プロセッサは、

前記直流信号動作中に前記フィルタの伝送出力端で生じた信号と、前記交流信号動作中に前記フィルタの伝送出力端で生じた信号とを比較し、その比較の結果に基づいて、チューニング制御信号を発生することを特徴とする請求項6の回路。

【請求項8】 前記フィルタの伝送入力と、前記データ信号発生器および前記試験信号発生器の出力は、それぞれ、差動入力および差動出力であり、それぞれの差動入力および出力は、ハイの線と、ローの線からなり、

前記第1のスイッチは、第1、第2、第3および第4の部分スイッチからなる4重スイッチであって、

前記第1のスイッチを構成する前記第1および第2の部分スイッチは、データ処理中は、前記信号プロセッサからの信号に応答して、前記データ信号発生器のハイとローの出力線を前記フィルタのハイとローの伝送入力線に接続し、チューニング手続き中は、前記信号プロセッサからの信号に応答して、前記データ信号発生器のハイとローの出力線を前記フィルタのハイとローの伝送入力線から切り離し、

前記第1のスイッチを構成する前記第3および第4の部分スイッチは、データ処理中は、前記信号プロセッサからの信号に応答して、前記試験信号発生器のハイとローの出力線を前記フィルタのハイとローの伝送入力線から切り離し、チューニング手続き中は、前記信号プロセッサ

からの信号に応答して、前記試験信号発生器のハイとロー

一の出力線を前記フィルタのハイとローの伝送入力線に接続し、

前記試験信号発生器は、

高い電圧基準および低い電圧基準と、

第1の2重スイッチと第2の2重スイッチとをさらに有し、

それぞれの2重スイッチは、第1および第2の部分スイッチからなり、

前記第1の2重スイッチを構成する前記第1および第2の部分スイッチは、直流信号動作中は、前記信号プロセ

ッサからの信号にตอบสนองして、前記高い電圧基準と前記低い電圧基準を、前記フィルタの伝送入力

のハイとローの線にそれぞれ接続し、前記第2の2重スイッチを構成する前記第1および第2の部分

スイッチは、直流信号動作中は、前記信号プロセッサからの信号にตอบสนองして、前記

高い電圧基準と前記低い電圧基準を、前記フィルタの伝送入力のハイとローの線からそれぞれ切り離し、

前記第1の2重スイッチを構成する前記第1および第2の部分スイッチは、交流信号動作中は、前記信号プロセ

ッサからの交番する制御信号にตอบสนองして、前記高い電圧基準と前記低い電圧基準を、前記フィルタの伝送入

力のハイとローの線にそれぞれ交互に、接続し、切り離し、前記第2の2重スイッチを構成する前記第1および第2

の部分スイッチは、交流信号動作中は、前記信号プロセッサからの反転した交番する制御信号にตอบสนองして、前記

高い電圧基準と前記低い電圧基準を、前記フィルタの伝送入力のハイとローの線にそれぞれ交互に、切り離し、

接続することを特徴とする請求項6の回路。

【請求項9】 前記フィルタは、

当該フィルタの周波数応答特性を決定する、少なくとも1つの可変電気容量回路を備え、当該可変電気容量回路は、前記フィルタの制御用入力に接続され、前記可変電気容量回路の電気容量は、少なくとも、その一部分が、前記チューニング制御信号によって決定されることを特徴とする請求項6、7または8の回路。

【請求項10】 前記フィルタは、前記可変電気容量回路に、並列に接続された固定電気容量回路を備えることを特徴とする請求項9の回路。

【請求項11】 前記信号プロセッサは、前記フィルタの伝送出力に接続された入力と、出力を有する、アナログ・デジタル変換器と、

前記アナログ・デジタル変換器の出力に接続された入力と、前記フィルタの制御用入力に接続された出力とを有し、前記フィルタの制御用入力にデジタルチューニング制御信号を供給するコントローラとを備えることを特徴とする請求項6、8または9の回路。

【請求項12】 前記交流信号源は、矩形波発生器であることを特徴とする請求項7、9または11の回路。

【請求項13】 前記データ信号発生器は、入力と出力とを有する、アンテナと、

入力と出力とを有し、前記入力前記アンテナの出力に接続されている、バンドパスフィルタと、

入力と出力とを有し、前記入力前記バンドパスフィルタの出力に接続されている、増幅器と、

入力と出力とを有し、前記入力前記増幅器の出力に接続されている、中間周波部と、

出力を有する、発振器と、

前記発振器の出力に接続された第1の入力と、前記中間周波部の出力に接続された第2の入力と、前記データ信号発生器の出力である、出力と、を有する、ミキサとを有することを特徴とする請求項11の回路。

【請求項14】 前記フィルタは、ローパスフィルタであることを特徴とする請求項11の回路。

【請求項15】 前記フィルタは、ハイパスフィルタであることを特徴とする請求項11の回路。

【請求項16】 前記フィルタは、バンドパスフィルタであることを特徴とする請求項11の回路。

【請求項17】 前記フィルタは、4つの積分器からなる4次ローパスフィルタであって、それぞれの積分器は可変電気容量回路を備えていることを特徴とする請求項11の回路。

【請求項18】 フィルタに、第1の試験信号を供給する第1供給ステップと、

前記第1の試験信号に対する、前記フィルタの第1の応答を測定するステップと、

前記フィルタに、第2の試験信号を供給するステップと、

前記第2の試験信号に対する、前記フィルタの第2の応答を測定するステップと、

前記第1の応答と、前記第2の応答とを、比較するステップと、

前記比較に基づいて、チューニング制御信号を決定するステップと、

前記フィルタの周波数特性をチューニングするために、前記フィルタにチューニング制御信号を送るステップとからなることを特徴とする、フィルタの周波数応答特性をチューニングする方法。

【請求項19】 前記第1供給ステップは、交流信号を供給することを含み、

前記第2供給ステップは、直流信号を供給することを含むことを特徴とする請求項18の方法。

【請求項20】 チューニング手続き中は、フィルタの伝送入力から、データ信号発生器を切り離すステップと、

チューニング手続き中は、前記フィルタの伝送入力に、試験信号発生器を接続する接続ステップと、

チューニング手続き中は、前記フィルタの伝送出力で生じた信号に基づいたチューニング制御信号を生成する生成ステップと、

前記フィルタの周波数応答特性をチューニングするため

に、前記フィルタの制御用入力に、チューニング制御信号を供給する供給ステップとからなることを特徴とする、連続時間フィルタの周波数特性をチューニングする方法。

【請求項21】 前記接続ステップは、直流信号動作中は、直流信号源を接続し、交流信号動作中は、交流信号源を接続するステップを備え、

前記生成ステップは、

直流信号フィルタ設定ループ中は、

前記直流信号動作中に、前記フィルタの伝送出力で生ずる信号の、2つの直流信号のサンプルであって、少なくとも、それらのうちの1つは新しい、2つの直流信号のサンプルを得て、

前記2つの直流信号のサンプルを互いに、比較し、

前記2つの直流信号のサンプルの比較結果が、所定の条件を満足するまで、上記直流信号フィルタ設定ループの各ステップを繰り返すステップと、

交流信号フィルタ設定ループ中は、

前記交流信号動作中に、前記フィルタの伝送出力で生ずる信号の、2つの交流信号のサンプルであって、少なくとも、それらのうちの1つは新しい、2つの交流信号のサンプルを得て、

前記2つの交流信号のサンプルを互いに、比較し、

前記2つの交流信号のサンプルの比較結果が、所定の条件を満足するまで、上記交流信号フィルタ設定ループの各ステップを繰り返すステップと、

前記直流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号と、前記交流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号とを比較して、その比較結果に基づいたチューニング制御信号を生成するステップを備えることを特徴とする請求項20の方法。

【請求項22】 前記接続ステップは、直流信号動作中は直流信号源を接続ステップと、交流信号動作中は交流信号源を接続するステップとを備え、

前記生成ステップは、

前記直流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号と、前記交流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号とを比較して、その比較結果に基づいたチューニング制御信号を生成する比較ステップを備えることを特徴とする請求項21の方法。

【請求項23】 交流信号動作中に、チューニング制御信号が送られた後に、前記フィルタの伝送出力で生ずる信号を、

直流信号動作中に、前記フィルタの伝送出力で生ずる信号と比較し、

前記チューニング制御信号を繰り返して更新し、

交流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号が、直流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号に対して、特定の数学的関係を満足するまで、前記更新されたチューニング制御信号を前記フィルタに送る

ステップをさらに備えることを特徴とする請求項22の方法。

【請求項24】 前記直流信号源を接続するステップは、

前記フィルタの伝送入力の高の線に、第1の極性を有する電圧基準を接続し、前記フィルタの伝送入力のローの線に、前記第1の極性と反対の第2の極性を有する電圧基準を接続するステップを備え、

前記交流信号源を接続するステップは、

第1の極性の電圧基準を、前記フィルタの伝送入力の高の線に接続し、次に、前記フィルタの伝送入力のローの線に、交互に、接続し、第2の極性の電圧基準を、前記フィルタの伝送入力のローの線に接続し、次に、前記フィルタの伝送入力の高の線に、交互に、接続するステップを備え、

前記2つの電圧基準は、前記フィルタの反対の線に接続されていることを特徴とする請求項22の方法。

【請求項25】 前記供給ステップは、

可変電気容量回路にチューニング制御信号を送り、当該回路の電気容量を変化させるステップを備えることを特徴とする請求項22、23または24の方法。

【請求項26】 前記チューニング制御信号は、デジタル信号であることを特徴とする請求項25の方法。

【請求項27】 前記比較ステップは、

前記交流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号の電力値を決定するステップと、

前記直流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号の電力値を決定するステップと、

前記交流信号動作による電力値と、前記直流信号動作による電力値とを比較するステップを備えることを特徴とする請求項26の方法。

【請求項28】 前記チューニング制御信号を繰り返して更新し、

交流信号動作による電力値が、直流信号動作による電力値に対して、特定の数学的関係を満足するまで、前記更新されたチューニング制御信号を前記フィルタに送るステップをさらに備えることを特徴とする請求項27の方法。

【請求項29】 前記チューニング制御信号を増加させ、または、減衰させることによって、前記チューニング制御信号が、繰り返して、更新されることを特徴とする、請求項28の方法。

【請求項30】 前記比較ステップは、

前記交流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号の電力値を決定するステップと、

前記直流信号動作中に前記フィルタの伝送出力で生ずる信号の電力値を決定するステップと、

前記交流信号動作による電力値と、前記直流信号動作による電力値とを比較するステップを備えることを特徴とする請求項26の方法。

【請求項31】 出力を有する、試験信号発生器と、
出力を有する、データ信号発生器と、
伝送入力と、伝送出力と、制御用入力を有する、フィル
タと、

第1のスイッチと、

前記フィルタの伝送出力に接続された伝送入力と、前記
フィルタの制御用入りに接続された第1の制御出力と、
前記スイッチに接続された第2の制御出力とを有する信
号プロセッサとを備えたセルラ装置において、
前記信号プロセッサは、チューニング手続き中の前記フ
ィルタの伝送出力からの信号にตอบสนองして、前記フィル
タの周波数応答特性を設定するために、前記フィルタの制
御用入りにチューニング制御信号を供給するようにした
ものであり、

前記第1のスイッチは、

チューニング手続き中は、前記信号プロセッサからの信
号に対応して、前記試験信号発生器の出力を前記フィル
タの伝送入力に接続し、前記データ信号発生器の出力を
前記フィルタの伝送入力から切り離し、
データ処理中は、前記信号プロセッサからの信号に対応
して、データ信号発生器の出力を前記フィルタの伝送
入力に接続し、前記試験信号発生器を前記フィルタの伝送
入力から切り離すことを特徴とするセルラ装置。

【請求項32】 前記試験信号発生器は、

直流信号源と、

交流信号源と、

前記信号プロセッサに接続された制御用入力を有する第
2のスイッチとを有し、当該第2のスイッチは、
直流信号動作中は、前記信号プロセッサからの信号に応
答して、前記フィルタの伝送入力から交流信号源を切り
離し、直流信号源を接続し、
交流信号動作中は、前記信号プロセッサからの信号に応
答して、前記フィルタの伝送入力から直流信号源を切り
離し、交流信号源を接続する、第2のスイッチとを備
え、

前記信号プロセッサは、

前記直流信号動作中に前記フィルタの伝送出力端で生じ
た信号と、前記交流信号動作中に前記フィルタの伝送
出力端で生じた信号とを比較し、その比較の結果に基づ
いて、チューニング制御信号を発生することを特徴とする
請求項31のセルラ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、連続時間フィルタ
(continuous-time filter)の周波数チューニングの分野
に属する。

【0002】

【従来の技術】連続時間フィルタの周波数応答特性は、
そのフィルタを構成しているコンデンサと、抵抗または
トランスコンダクタンスの絶対値に依存する。モノリシ

ックに集積化された形態の場合には、これらの要素の絶
対値は、大きく変動しうる傾向がある。このような変動
のために、連続時間フィルタの周波数応答特性を調節す
るためにチューニングがしばしば必要とされる。連続時
間フィルタやアナログフィルタの周波数応答をチュー
ニングするためのさまざまな方法が、従来から知られてい
る。これらの方法のうちの一つは、IEEE Journal of Sol
id State Circuits誌 (Vol. SC-13, No.
6, 1978年12月) 第814-821頁において、
「パイポーラJFET技術を用いて完全に集積化された
アナログフィルタ」なる題名で開示されている。これ
は、リアルタイム(real-time)のマスタースレイブ(mast
er-slave)手法を採り、その第817頁の図7において
示されているように、フェイズロックループ(phase-loc
ked loop)の利用も含むものである。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、その方
法は、装置のサイズも消費電力も非常に大きいために、
高周波受信機やポータブル無線装置のような応用分野に
は、有効でない。さらに、その方法では、通常のデータ
伝送時に基準信号の寄生的な混入が生ずるために、フィル
タのダイナミックレンジが制限されてしまうという問
題があった。一方、フィルタの部品の特性値が変動する
という問題に対する別の解決方法として、手作業により
調整する方法がある。しかし、手作業による調整は、製
造コストを上昇させ、また、通常は、部品の経時変化を
補償しないという問題を有する。

【0004】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、フィル
タ、特に、連続時間フィルタの周波数特性をチューニン
グする装置および方法が提供される。フィルタ手段に
は、第1および第2の試験信号が供給され、対応する前
記フィルタ手段からの、第1および第2の応答が測定さ
れる。そして、第1および第2の応答は、互いに、比較
される。その比較の結果に基づいて、チューニング制御
信号が、フィルタ手段に供給され、そのフィルタ手段の
周波数応答特性が、チューニングされる。データ信号発
生器がフィルタから切り離されている時に、オフライン
(off-line)状態で、フィルタ手段をチューニングするた
めに、単一の試験信号を用いることもできる。

【0005】本発明は、アナログ・デジタル変換器や、
デジタル信号プロセッサのようなコントローラが既に組
み込まれている、携帯電話あるいはセルラ装置(cellula
r telephone)のような、ワイアレスで携帯型の通信装置
に、より適合して、配備することができる。これらの装
置について、本発明を好ましい形態で実施するために必
要とされるハードウェアは、最少のもので済む。本発明
を、オフラインの形態で実施する場合にも、従来技術
は、ダイナミックレンジに制限がある点で、本発明が優
れる。本発明の有するその他の目的や利点は、本明細書

の残りの部分から、当業者にとって明白となるであろう。

【0006】

【発明の実施の形態】第1と第2の試験信号は、試験信号発生器によって供給することが出来る。本発明の実施例としては、フィルタの伝送入力端からデータ信号発生器を切り離して、試験信号発生器を接続することにより、「オフライン(off-line)」チューニングをすることが出来る。ここで、「発生器(generator)」なる語は、

広義の意味で使われ、発生源からのワイアレス(wireless)手段による信号を受信して、信号を「発生」する、従来のラジオ受信機のような装置も含むものである。

【0007】本発明の一実施例による回路は、試験信号発生器と、データ信号発生器と、連続時間フィルタと、第1のスイッチと、信号プロセッサを備える。チューニングを始めるためには、まず、第1のスイッチが連続時間フィルタの伝送入力端に試験信号発生器を接続して、データ信号発生器を切り離す。信号プロセッサは、チューニング中は、連続時間フィルタの伝送出力端からの信号に基づくチューニング制御信号を生成する。そのチューニング制御信号は、フィルタに送られ、フィルタの周波数応答特性を変化させる。そのチューニング制御信号は、フィルタの一部分である記憶装置に格納されるようにしてもよい。その場合は、チューニング制御信号は、データ処理動作中に、フィルタに送られる。第1のスイッチが試験信号発生器を切り離して、フィルタの伝送入力端にデータ信号発生器を接続した時に、通常のデータ伝送が再開される。

【0008】試験信号発生器は、第1の試験信号供給手段と第2の試験信号供給手段とを備え、ここで、第1の試験信号供給手段は交流信号源で、第2の試験信号供給手段は直流信号源でもあってもよい。本発明の一実施例としては、それら2つの信号源の間のスイッチングを行うための第2のスイッチを設けてもよい。信号プロセッサは、直流信号入力時に生成されフィルタの伝送出力から得られた信号を、交流信号入力時に生成されフィルタの伝送出力から得られた信号と比較して、その比較の結果に基づいたチューニング制御信号を生成する。信号プロセッサは、それら2つのフィルタ伝送出力信号を比較するために、アナログ・デジタル変換器とコントローラを備えるものとしてもよい。そのコントローラは、デジタル信号プロセッサでも、マイクロコントローラでも、マイクロプロセッサでも、または、複数の順序回路および組合せ論理回路要素からなるデジタル回路でもよい。本発明の一実施例としては、直流信号入力時の信号の平均電力が、交流信号入力時の信号の平均電力と比較されるようにしてもよい。

【0009】連続時間フィルタは、電気容量可変回路または、抵抗可変回路または、トランスコンダクタンス可変回路からなるものとしても良いし、フィルタの周波数

応答特性を少なくとも部分的に決定する、コンデンサ、抵抗、または、トランスコンダクタンスのあらゆる組み合わせからなるものとしても良い。本願で開示する実施の形態では、電気容量可変回路を用いた例を採用した。その電気容量可変回路は、チューニング制御信号により制御される。チューニング制御信号は、フィルタ回路を所定の電気容量値に切り替えるためのデジタル信号とすると良い。本発明の適用に際して、「接続」という語は、導電体を介した電氣的な接続に限られず、端子または装置間のワイアレス動作の接続も含むものである。図面を参照しながら、以下に、本発明の実施の形態について説明する。まず、図1は、本発明によるオフライン(off-line)フィルタチューニング法を含む回路10のブロックダイアグラムである。回路10は、データ信号発生器20、ローパスフィルタ40、信号プロセッサ50、試験信号発生器60、スイッチ70を含む。

【0010】データを伝送している間は、信号プロセッサ50は、第1の制御信号をスイッチ70に送ることににより、データ信号発生器20をローパスフィルタ40の伝送入力端に接続する。データ信号発生器20がフィルタ40に接続されている間は、試験信号発生器60は切り離されている。ローパスフィルタ40をチューニングするために、信号プロセッサ50は、第2の制御信号をスイッチ70に送り、データ信号発生器20を切り離して、同時に、試験信号発生器60の出力をフィルタ40の伝送入力端に接続する。チューニング動作の間は、信号プロセッサ50は、ローパスフィルタ40の伝送出力端で得られる信号を用いて、適切なチューニング制御信号を決定する。信号プロセッサ50は、コントロールバス74を介して、ローパスフィルタ40の制御入力端にチューニング制御信号を送ることにより、フィルタ40のチューニング周波数を変化させる。チューニングが完了したら、信号プロセッサ50はスイッチ70に適当な制御信号を送り、データ伝送を再開させる。

【0011】図2は、図1に示された回路10の詳細な実施例を示す。図2に示されたデータ信号発生器20は、ラジオ受信機のフロントエンド(front end)であり、アンテナ22を有し、そのアンテナの出力は、バンドパスフィルタ24の入力端に接続されている。バンドパスフィルタ24の出力は、増幅器26の入力端に接続され、増幅器の出力は中間周波部28の入力端に接続されている。中間周波部28の出力は、ミキサ30の入力端に接続されている。ミキサ30は、ローカル発振器32に接続されたもう一つの入力を持つ。フィルタ40は、チューニング制御信号を格納するためのカウンタ90と、フィルタ部94を有する。

【0012】チューニング手続は、フィルタ40に関してのみ、説明されているが、それ以外のいかなる数のフィルタについても適用できるものであり、それぞれのフィルタは、ローパスフィルタでも、ハイパスフィルタ

でも、バンドパスフィルタでも良い。信号プロセッサ50は、アナログ・デジタル変換器52を有し、その出力は、コントローラ54の入力端に接続されている。試験信号発生器60は、直流信号(「D. C.」)源62と交流信号(「A. C.」)源64とスイッチ66を有する。スイッチ70が、図1に示したように設けられている。コントローラ54は、端子68と72を介して、それぞれスイッチ66と70を制御する。コントローラ54は、フィルタ40の制御入力端に接続されたコントロールバス74を有する。フィルタ40の制御入力は、カウンタ90に接続され、そのカウンタは、コントローラバス92を介してフィルタ部94に複数ビットの信号(multi-bit signal)を送る。

【0013】図2に示した回路10のデータ伝送は、次のようにして行われる。まず、アンテナ22が、生データ信号を受信し、そのデータ信号は、次にバンドパスフィルタ24によりフィルタリングされる。加工されたデータ信号は、増幅器26によって増幅され、さらに中間周波部28によって、処理される。中間周波部28は、任意的な要素であり、徐々に周波数を低下させる、一段または多段を備えるものとする事が出来る。そして、最後に、加工されたデータ信号は、ミキサ30で、ローカル発振器32からの正弦波信号とミックスされる。データを伝送するときは、最終的なデータ信号は、ミキサ30によって、ローパスフィルタ40の伝送入力端に送られる。このデータ伝送動作時には、ローパスフィルタ40の伝送出力端で得られる信号は、アナログ・デジタル変換器52によって変換され、コントローラ54に送られる。コントローラ54は、データ信号をさらに加工して、他の回路に送ることもできる。

【0014】図2に示した回路10のフィルタ40のチューニング動作を説明するためには、図3と図4を最初に説明する必要がある。図3は、フィルタ40のフィルタ部94の詳細な配線図であり、図4は、フィルタ40に用いられる可変コンデンサ104の概略図である。

【0015】図3に示されているフィルタ40のフィルタ部94は、100、120、140、および160の4段からなる4次ローパスフィルタである。それぞれのフィルタ段は、実質的に、積分器の形態を採っている。フィルタ段100は、入力抵抗112と114、入力抵抗110と116、およびフィードバック抵抗108と118を有する。フィルタ段100は、また、2つの可変コンデンサ104を有し、それぞれ、図2に示されているカウンタ90の4ビット制御バス92に接続されている。また、完全差動型増幅器106も設けられている。

【0016】フィルタ段120は、入力抵抗132と134および入力抵抗130と136を有する。フィルタ段140は、入力抵抗152と154および入力抵抗150と156を有する。フィルタ段160は、入力抵抗

172と174および入力抵抗170と176を有する。フィルタ段100、120、140、および160のすべての抵抗およびコンデンサ104は、変動したときに互いに検知出来るように、互いに近くに配置すべきである。それぞれのフィルタ段は、2つの可変コンデンサを有し、それぞれ、カウンタ90の4ビット制御バス92に接続されている。また、それぞれのフィルタ段は、完全差動型増幅器106を有する。フィルタ段100、120、140、および160は、同じ可変コンデンサ104を有するように図示されているが、それぞれのフィルタ段は、異なる可変コンデンサを有しても良い。異なる可変コンデンサが用いられた場合は、それらのコンデンサは、互いに、倍数となるような値を探るようにすることも出来る。

【0017】図4に描かれているように、可変コンデンサ104は、固定電気容量回路220と並列に接続された可変電気容量回路210を有する。可変電気容量回路210に対する、固定電気容量回路220の割合は、構成部品の変動予想値に基づいて決定される。可変電気容量回路210は、15個のトランジスタ214を有し、それぞれ、コンデンサ212に直列に接続されている。これらのトランジスタは、MOSFET(metal oxide semiconductor field effect transistor)であることが望ましい。この15個のトランジスタ・コンデンサ対は、互いに、並列に接続されている。トランジスタ214のゲートは、カウンタ90の4ビット制御バス92の4つの出力ライン200、202、204、および206に、以下に説明するように、接続されている。すなわち、1つのトランジスタ214のゲートは、出力ライン200に接続されている。また、2つのトランジスタ214のゲートは、出力ライン202に接続されている。次に、4つのトランジスタ214のゲートは、出力ライン204に接続されている。さらに、8つのトランジスタ214のゲートは、出力ライン206に接続されている。

【0018】出力ライン200がハイレベルにある時は、1つのトランジスタ214がオンになり、それに対応するコンデンサ212が、図3と図4に示されている接続点AとBの間に接続される。同様に、出力ライン202がハイレベルにある時は、2つのトランジスタ214がオンになり、それに対応する2つのコンデンサ212が、接続点AとBの間に接続される。出力ライン204と206は、それぞれ4つまたは8つのトランジスタ214をオンにし、対応する4つまたは8つのコンデンサ212を接続点AとBの間に接続する。このようにして、制御出力バス92の出力ライン200、202、204、および206に供給される4ビット制御信号は、可変コンデンサ104の接続点AとBの間で得られる電気容量の値をバイナリ的に制御する。制御バス92に供給される4ビット制御信号のうちの最大ビットは、ライ

13

ン 206 に供給され、最小ビットは、ライン 200 に供給される。

【0019】図 2 に示されたフィルタ 40 のチューニングは、図 5 および図 6 に示されたフローチャート 300 に示されているように行われる。ステップ 302 では、コントローラ 54 が、カウンタ 90 のチューニング制御信号を初期化し、4 ビット制御バスに、バイナリ値 (1111) として供給される。ここで、コントローラ 54 は、単にプリセット信号をカウンタ 90 に送り、すべてバイナリ値 1 にセットするようにしても良い。また、コントローラ 54 は、単に、カウンタ 90 に対して増加または減衰制御信号を送ることによって、そこに格納されているチューニング制御信号に変化させるようにしても良い。チューニング動作は、このように、図 3 のすべての可変コンデンサ 104 の接続点 A と B の間で、すべてのコンデンサ 212 が接続されている状態で開始され、その結果として、帯域 (bandwidth) は、採りうる範囲で最も狭い状態とされる。次に、ステップ 304 では、コントローラ 54 は、図 2 に示された端子 72 に制御信号を送ることにより、スイッチ 70 を動作させ、データ信号発生器 20 の出力およびミキサ 30 を切り離して、ローパスフィルタ 40 の伝送入力端に試験信号発生器 60 の出力を接続する。ステップ 306 では、コントローラ 54 は、端子 68 に制御信号を送ることによって、スイッチ 66 を動作させ、交流 (A. C.) ソース (source) 64 をローパスフィルタ 40 から切り離して、直流 (D. C.) ソース 62 を接続する。試験信号発生器 60 の D. C. ソース 62 をローパスフィルタ 40 の伝送入力端に接続することにより、D. C. によるチューニング動作が開始される。ステップ 308 では、D. C. 信号の電力が、コントローラ 54 によって測定される。コントローラ 54 は、ステップ 310 で、D. C. 信号が安定したか否かを決定する。D. C. 信号が安定していない場合は、安定するまで、コントローラ 54 は、再びステップ 308 に戻り、D. C. 信号の電力を測定する。

【0020】ここで、フィルタ 40 は、有限の時定数を有するので、その出力が完全に安定するためには、いくらかの時間が必要である。そこで、それぞれの測定の後にコントローラ 54 は、フィルタ 40 の出力が安定しているか否かをチェックする。これは、フィルタ 40 の出力の連続した 2 回の測定結果の電力レベルを比較することによってすることが出来る。この比較は、最後の測定電力レベルと、その前の測定電力レベルの間の差が、ある範囲内に収まるまで、繰り返される。この範囲は、必要とされる精度に基づいて設定される。D. C. 信号が安定したら、アナログ・デジタル変換器 52 とコントローラ 54 は、この D. C. 状態の間、ローパスフィルタ 40 の伝送出力からの信号を検査して、初期 D. C. 値を生成し、それをレジスタ AD1 に格納する。また、初

14

期 D. C. 値は、ステップ 312 で、自乗されて D.

C. 電力値が求められ、その電力値がコントローラ 54 のレジスタ AD1 に格納されている初期 D. C. 値と入れ替わる。

【0021】ステップ 314 では、コントローラ 54 は端子 68 とスイッチ 66 に制御信号を送ることにより、D. C. ソース 62 を切り離して、図 2 の交流 (A. C.) ソース 64 を接続する。A. C. 状態の間は、フィルタ 40 の伝送出力で生ずる信号は、アナログ・デジタル変換器 52 を介してコントローラ 54 によりサンプリングされる。ステップ 316 では、A. C. 信号電力が測定され、ステップ 318 では、この測定から、その A. C. 信号が安定したか否かが、決定される。ここで、再び、D. C. 状態の時の同様に、コントローラ 54 は、出力が安定するまで、測定を繰り返す。フィルタ 40 の出力が安定したら、コントローラ 54 は、ステップ 320 に進む。ステップ 320 では、本発明の一実施例として、例えば、フィルタ 40 の伝送出力端で得られた信号の 16 個のサンプルが変換器 52 でアナログからデジタルに変換され、コントローラ 54 に送られる。コントローラ 54 は、それぞれのサンプルを自乗して、それぞれの電力値を算出する。これらのサンプルの電力値は、加算され、A. C. 平均電力値が算出される。その A. C. 平均電力値は、ステップ 320 でレジスタ AD2 に格納される。レジスタ AD2 の内容は、ステップ 322 で 2 倍にされる。

【0022】チューニング手続きは、フィルタ 40 の出力端での A. C. ソース 64 の平均電力値が、フィルタの出力端での D. C. ソース 62 の電力の半分に等しくなるように、チューニング制御信号を設定するように設計されている。これは、A. C. ソース 64 の周波数がフィルタ 40 の周波数の -3 デシベルになったときに、生ずる。ステップ 324 では、AD1 に格納されている D. C. 電力値が、AD2 に格納されている A. C. 平均電力値の 2 倍よりも大きい場合は、コントローラ 54 は、ステップ 326 で、フィルタ 40 のカウンタ 90 に減衰制御信号を送ることによって、チューニング制御信号を減衰させる。例えば、チューニング・ループの第 1 回目の時は、チューニング制御信号の値は、今度は、バイナリ値 1110 となる。カウンタ出力バス 92 のライン 206 は最大ビットで、カウンタ出力バス 92 のライン 200 は、最小ビットに対応する。このようにして、チューニング制御信号のバイナリ値 1110 は、図 4 のカウンタバス 92 の最小出力ライン 200 をオフにし、一つのコンデンサ 214 を可変電気容量回路 210 から切り離す。

【0023】レジスタ AD1 に格納されている D. C. ソース 62 による最終値が、レジスタ AD2 に格納されている A. C. ソース 64 による最終値よりも大きくな

たら、チューニング・サイクルは、完了する。ステップ 328 では、チューニング手続きが完了し、コントローラ 54 は制御信号を端子 72 に送って、スイッチ 70 を動作させ、試験信号発生器 60 を切り離して、ローパスフィルタ 40 の伝送入力端にデータ信号発生器 20 を接続する。

【0024】図 7 は、本発明による連続時間フィルタのチューニング法を採用した別の回路 410 を示す。回路 410 は、データ信号発生器 420、フィルタ 440、信号プロセッサ 450、試験信号発生器 460 および 4 重スイッチ 470 を有する。データ信号発生器 420 は、アンテナ 422、バンドパスフィルタ 424、増幅器 426 中間周波部 428、ミキサ 430 およびローカル発振器 432 を有する。フィルタ 440 は、フィルタ部 494 に制御バス 492 を介して接続されているカウンタ 490 を有する。これらの構成要素は、図 2 の対応するものと同様に番号がつけられており、ミキサ 430 が差動出力を有するように表現されている以外は、同一の目的を有する。

【0025】4 重スイッチ 470 は、部分スイッチ 472、474、476 および 478 を有する。4 重スイッチ 470 は、フィルタ 440 の伝送入力端から、データ信号発生器 420 と試験信号発生器 460 を接続し、切り離す役割を有する。部分スイッチ 472 と 474 は、データ処理動作中に、ミキサ 430 のハイとローの出力を、それぞれ、フィルタ 440 のハイとローの伝送入力端に接続し、部分スイッチ 476 と 478 は、チューニング動作中に、試験信号発生器 460 のハイとローの出力をフィルタ 440 のハイとローの伝送入力端に接続する。試験信号発生器 460 は、2 つの 2 重スイッチ 462 と 464 を有する。2 重スイッチ 462 は、部分スイッチ 462a と 462b を有し、2 重スイッチ 464 は、部分スイッチ 464a と 464b を有する。それぞれの部分スイッチは、MOSFET トランジスタであることが望ましい。信号プロセッサ 450 は、アナログ・デジタル変換器 452 とコントローラ 454 を有する。これらの構成要素は、差動出力および入力に特に示されている以外は、図 2 の対応するものと同一の目的のために用いられる。

【0026】図 7 に示された回路 410 のチューニング動作については、図 8 および図 9 に示されたフローチャート 500 を参照しつつ、以下に説明する。ステップ 502 では、デジタルチューニング制御信号が、フィルタ 440 のカウンタ 490 に、1111 と設定される。ステップ 504 では、コントローラ 454 は、端子 480 を介して 4 重スイッチ 470 の部分スイッチ 472 と 474 をオフにして、データ信号発生器 420 を切り離し、端子 486 を介して 4 重スイッチ 470 の部分スイッチ 476 と 478 をオンにして、ローパスフィルタ 440 の伝送入力端に試験信号発生器 460 を接続する。

ステップ 506 では、コントローラ 454 は、端子 482 を介して 2 重スイッチ 462 のスイッチ 462a と 462b をオンにし、端子 484 を介して 2 重スイッチ 464 のスイッチ 464a と 464b をオフにして、D. C. ソースに切り替える。端子 482 は、単に、端子 484 の反転状態となるようにしても良い。このようにして、 V_{ref+} ソースと V_{ref-} ソースが、フィルタの伝送入力ラインのハイとローに、それぞれ、接続され、 $+/-$ ($V_{ref+} - V_{ref-}$) の D. C. 入力を発生する。

【0027】図 2 のコントローラ 54 に関して説明したように、コントローラ 454 は、フィルタの出力が最後の測定前に十分に安定したことを確認する。ステップ 508 では、D. C. 信号電力が測定され、ステップ 510 で、D. C. 信号が安定したか否かが決定される。D. C. 信号が安定していない場合は、ステップ 508 に戻り、D. C. 信号電力は、安定するまで、測定される。D. C. 信号が安定した時は、ステップ 512 で、フィルタ 440 の伝送出力端での信号の振幅が自乗され、得られた D. C. 電力値がコントローラ 454 のレジスタ AD1 に格納される。D. C. 電力の測定のために、本発明者は 13 回の電力測定値の和を格納する方法を選んだ。複数回の測定をする理由は、第一に、スプリアスランダムノイズ (spurious random noise) を平均化して消去するためである。後に説明するように、このようにすることによって、乗算や除算を省くことができることにもなる。

【0028】ステップ 514 では、A. C. ソースを供給するために、コントローラ 454 は、まず、第 1 の期間の間、端子 482 を介して 2 重スイッチ 462 の部分スイッチ 462a と 462b をオンにし、端子 484 を介して 2 重スイッチ 464 の部分スイッチ 464a と 464b をオフにする。これによって、 V_{ref+} と V_{ref-} が、フィルタ 440 の伝送入力ラインのハイとローに、それぞれ、接続される。次に、コントローラ 454 は、第 2 の期間の間、端子 482 を介して 2 重スイッチ 462 の部分スイッチ 462a と 462b をオフにし、端子 484 を介して 2 重スイッチ 464 の部分スイッチ 464a と 464b をオンにして、それぞれの基準電圧を逆に接続する。今度は、 V_{ref-} と V_{ref+} が、フィルタ 440 の伝送入力ラインのハイとローに、それぞれ、接続される。

【0029】ここで、フィルタ 440 の入力端での A. C. 信号は、正弦波でなく、矩形波である。矩形波は、基本周波数の正弦波に奇数倍の高調波を重畳したものであるから、チューニングされたフィルタ 440 のフィルタリング特性は、その高調波を減衰させることとなる。減衰レベルは、フィルタの次数 (order) に依存する。ここでは、フィルタ 440 は、高調波を十分に減衰させ、チューニングの精度に影響が生じない場合を仮定する。

上述した例における矩形波は、正弦波よりもはるかに容

易に生成することが出来、且つ、付加的な装置を必要としない。矩形波は、所望の信号と不要な高調波を有するが、フィルタ440は不要な高調波を顕著に減衰させることが出来る。高調波が問題を生ずる場合は、A. C. チューニングソースは、コントローラ454のROM(read-only-memory)に格納されている波形から生成するようにすることも出来る。その波形は、デジタルに格納され、アナログの正弦波に変換されるように出来る。このようなスイッチング法により、A. C. とD. C. ソースを同一の電圧ソースから供給できるようにし、また、A. C. とD. C. の振幅を互いに関連させることが出来る。スイッチは、A. C. 動作の間、コントローラ454のなかにある発振器のクロック周波数で、オン・オフを繰り返す。

【0030】ステップ516では、A. C. 信号電力がコントローラ454によって測定され、ステップ518では、そのA. C. 信号が安定したか否かが決定される。安定していない場合は、ステップ516に戻り、A. C. 信号電力は、安定するまで、繰り返し測定される。

【0031】A. C. 信号が安定したら、ステップ520で、A. C. 動作中にフィルタ440の伝送出力端で32個の連続する信号振幅のサンプルが2サイクル以上、採取され、それぞれのサンプルは自乗される。自乗されたサンプルは、A. C. 平均電力を算出するために、コントローラ454のなかで、加算される。そして、この値はAD2に格納される。これらの測定は、D. C. 電力値と比較するためのA. C. 平均電力値を決定するために、コントローラ454が行うものであるが、これらの測定結果は、また、フィルタ440の出力端でのA. C. 信号が安定したか否かを決定するためにも、用いることが出来る。次に、ステップ522で、コントローラ454は、AD1に格納されている値をAD2に格納されている値と比較する。ここで、A. C. 信号の32個のサンプルは、D. C. 信号の13個のサンプルと比較される。D. C. サンプルとA. C. サンプルの数の比率は、以下の事実に基づいて、選択される。すなわち、矩形波のピーク対ピーク(peak-to-peak)の振幅はD. C. 電圧の2倍であり、基本正弦波のピーク振幅は矩形波より $4/\pi$ 倍大きい。

【0032】もし、D. C. の値がA. C. の値よりも大きい場合は、ステップ524で、そのD. C. の値からA. C. の値を引いた結果がコントローラ454のDIFF1と名付けられたレジスタに格納され、ステップ526でチューニング制御信号が減衰される。そして、ステップ516でループが開始する。すなわち、AD2に格納されているA. C. の値が、AD1に格納されているD. C. の値よりも大きくなるまで、A. C. 信号電力の測定が繰り返される。AD2に格納されているA. C. の値が、AD1に格納されているD. C. の値

よりも大きくなつたら、ステップ528で、その2つの電流値の差が、コントローラ454の中のDIFF2と名付けられたレジスタに格納される。次に、ステップ530で、DIFF1とDIFF2の内容が比較される。もし、DIFF2の方が大きい場合は、ステップ532で、過剰チューニングを補償するために、チューニング制御信号が増加される。

【0033】DIFF2がDIFF1よりも小さい場合は、補償は必要とされない。チューニング・サイクルは、この時点で完了して、コントローラ454は通常の仕事をするために解放される。コントローラ454は、ステップ534で、端子480を介して4重スイッチ470の部分スイッチ472と474をオンにし、端子486を介して4重スイッチ470の部分スイッチ476と478をオフにすることにより、通常のデータ処理動作に戻る。本発明は、ワイアレス・システムで用いられるフィルタの場合に、特に便利である。本発明のA. C. チューニング・ソースは、従来のコントローラで得られる、タイマ機能から生成することが出来る。また、D. C. チューニング・ソースは、従来のアナログ・デジタル変換器について用いられる、基準電圧から生成することが出来る。さらに、コントローラは、上述したような「線形探索(linear search)」の代わりに、「二分探索(binary search)」法を用いることも出来る。すなわち、コントローラは、カウンタに格納されることが望ましいチューニング制御信号を、一度に一ステップ以上、減衰または増加させることも出来る。

【0034】本発明のチューニング方法が、ワイアレス通信装置のフィルタについて用いられる場合は、そのフィルタは、個々の通話の開始とともに精密にチューニングすることが出来る。最初にフィルタがチューニングされた後は、精密にチューニングすることが出来、制御信号をバイナリ値1111から開始する必要は無い。すなわち、コントローラは、その時点の値からカウンタを増加または減少させることが出来る。また、このチューニング法は、経時変化や温度変化を補償することが可能で、1ミリ秒の数分の1の時間でチューニングすることが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による、オフライン・フィルタのチューニング法を用いた回路のブロック図である。

【図2】図1に示した回路のより詳細な概略図である。

【図3】図2に示した連続時間フィルタの概略図である。

【図4】図3に示した連続時間フィルタに用いられる可変コンデンサの概略図である。

【図5】図2から図4に示した回路について用いる本発明によるチューニング動作のフローチャートである。

【図6】図2から図4に示した回路について用いる本発明によるチューニング手続きのフローチャートである。

19

20

【図 7】本発明によるオフラインフィルタのチューニング法を用いた第 2 の回路の概略図である。

【図 8】図 7 の回路について用いる、本発明によるチューニング手続きのフローチャートである。

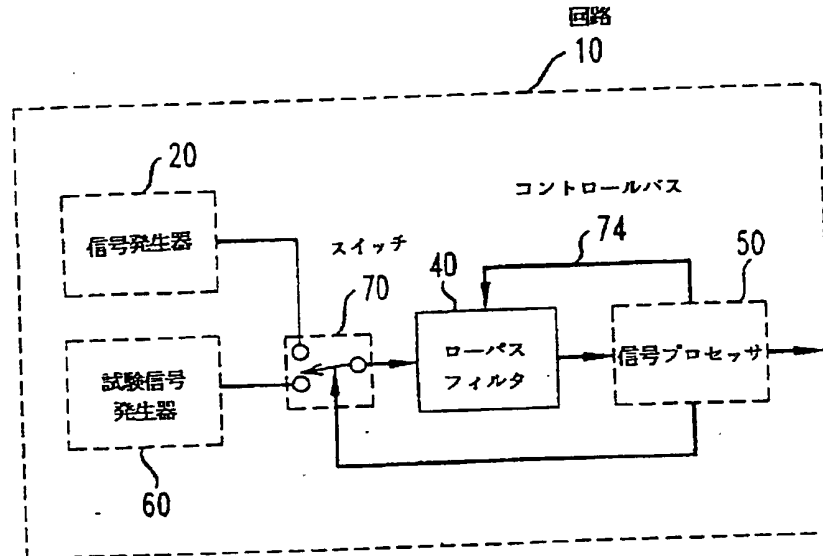
【図 9】図 7 の回路について用いる、本発明によるチューニング手続きのフローチャートである。

【符号の説明】

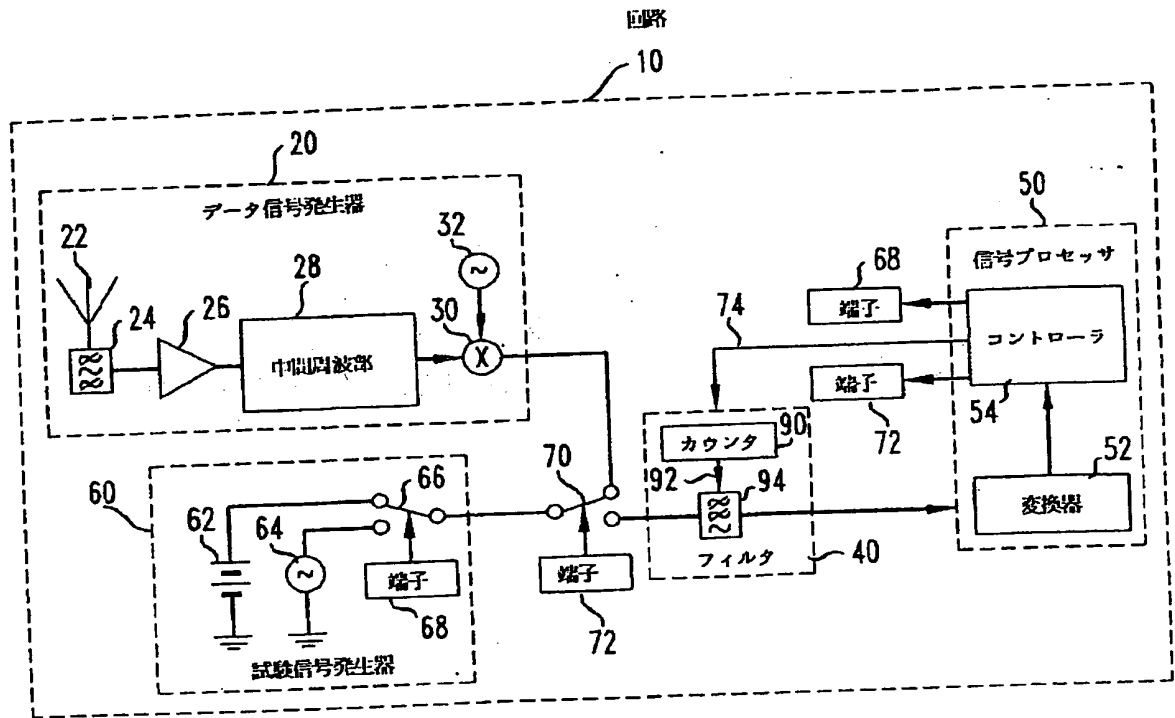
22 アンテナ
24 バンドパスフィルタ
26 増幅器
30 ミキサ
32 ローカル発振器
62 直流信号源
64 交流信号源

94 フィルタ部
100、120、140、160 フィルタ段
106 完全作動型増幅器
110、112、114、116 入力抵抗
104 可変コンデンサ
210 可変電気容量回路
220 固定電気容量回路
422 アンテナ
424 バンドパスフィルタ
426 増幅器
430 ミキサ
432 ローカル発振器
494 フィルタ部

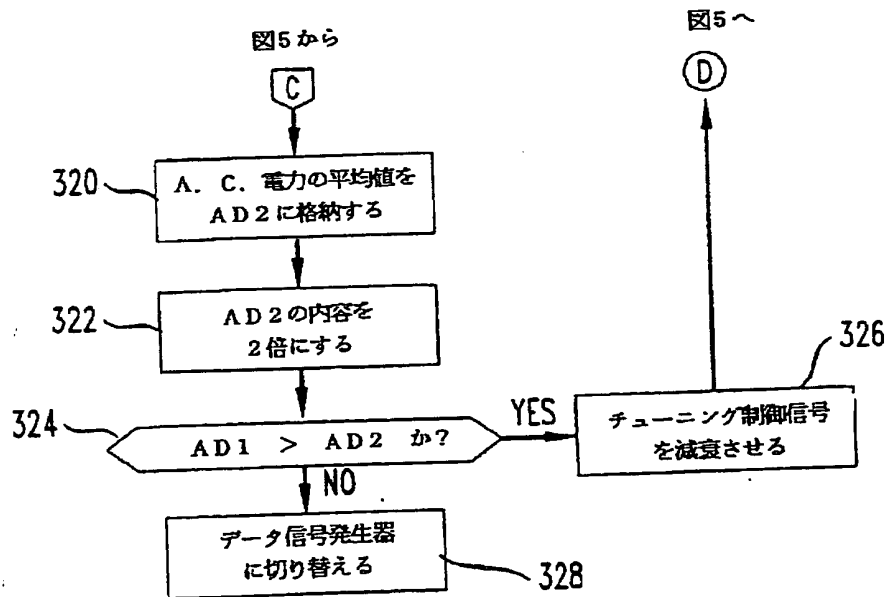
【図 1】



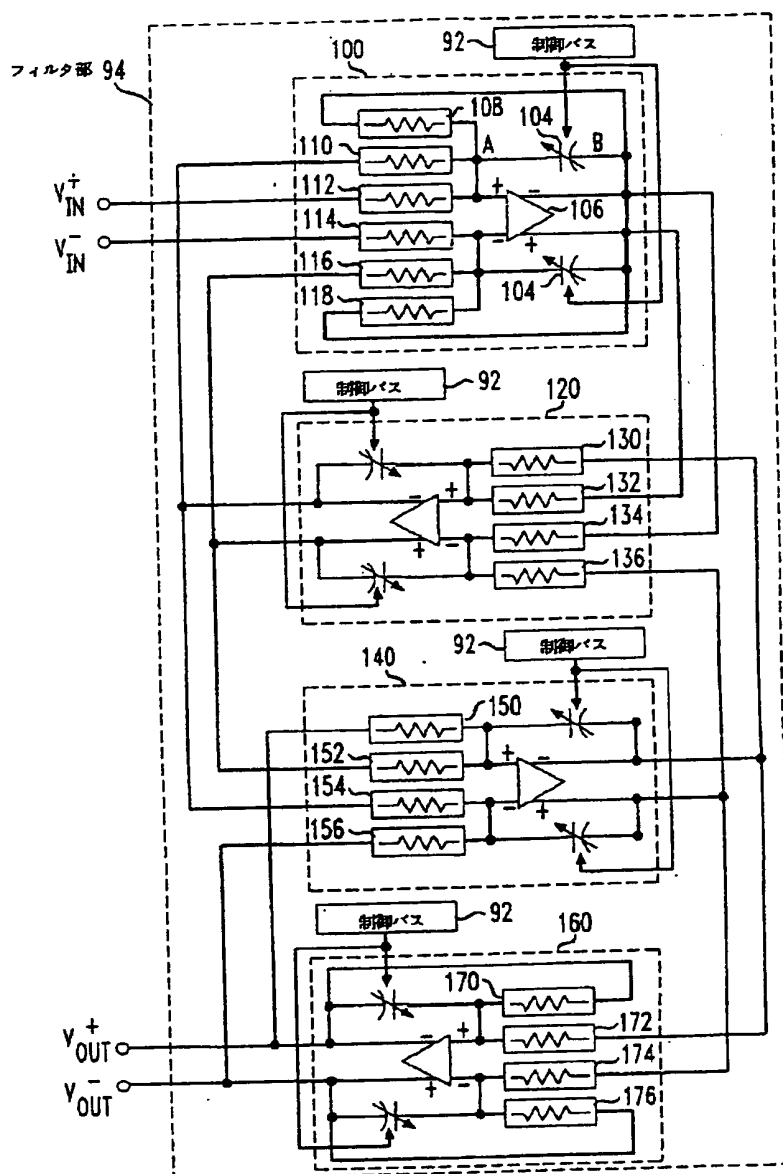
【図 2】



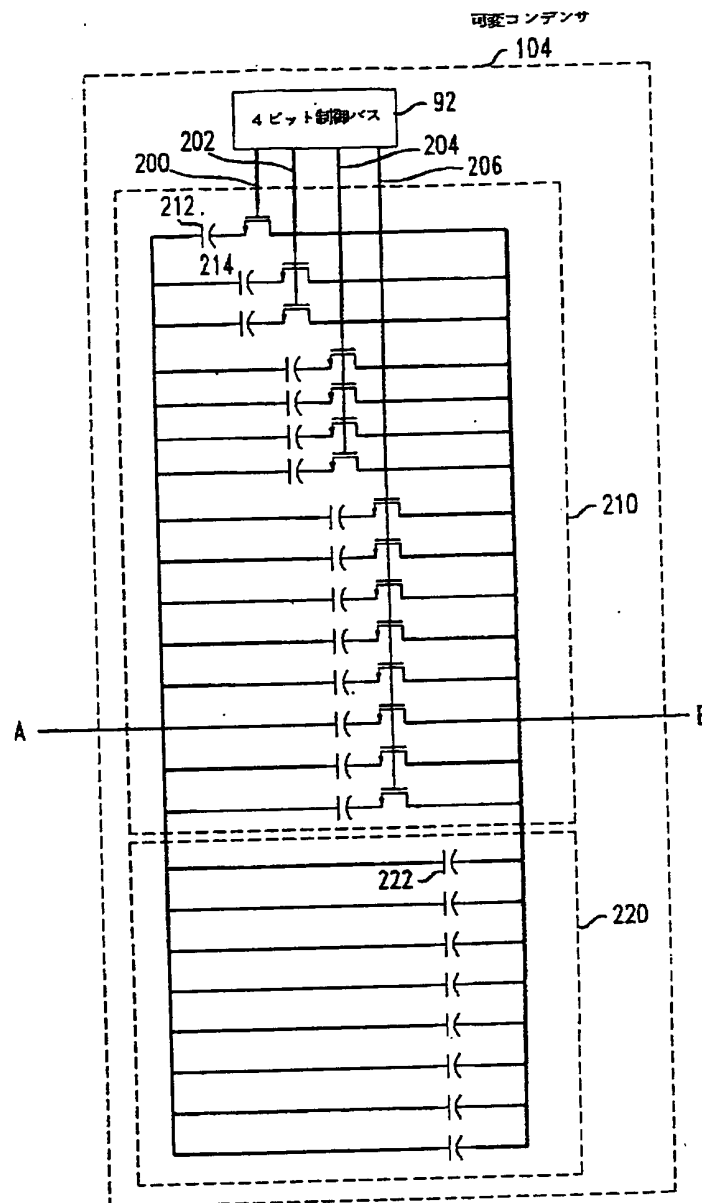
【図 6】



【図 3】

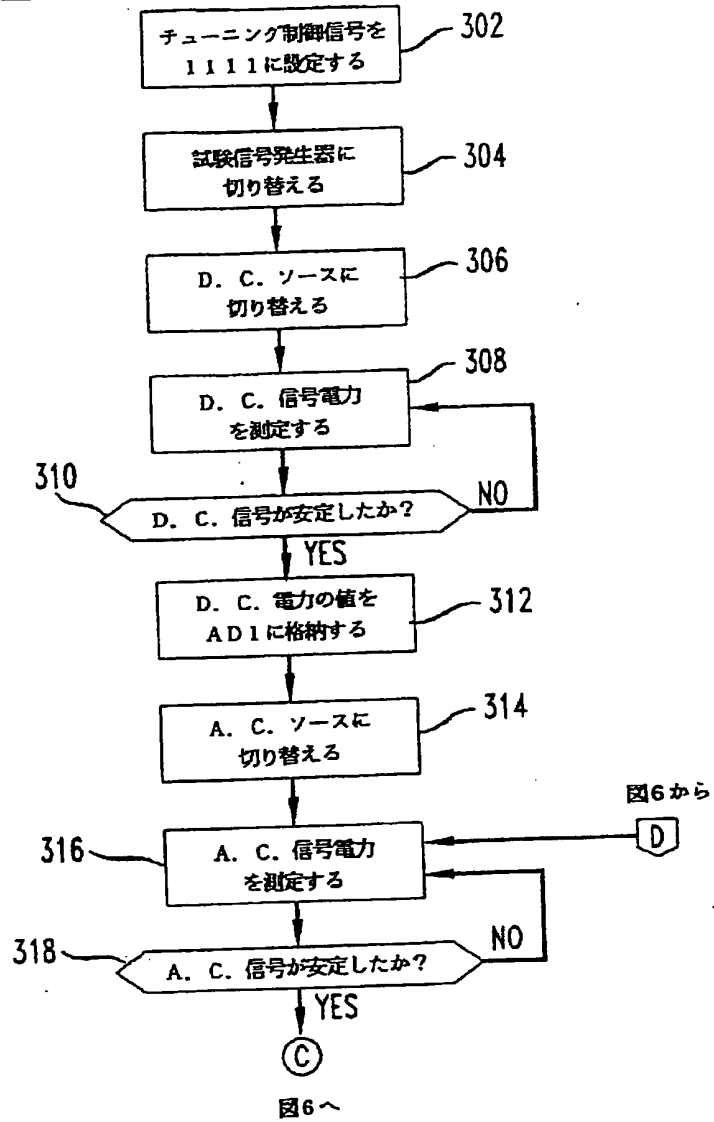


【図4】

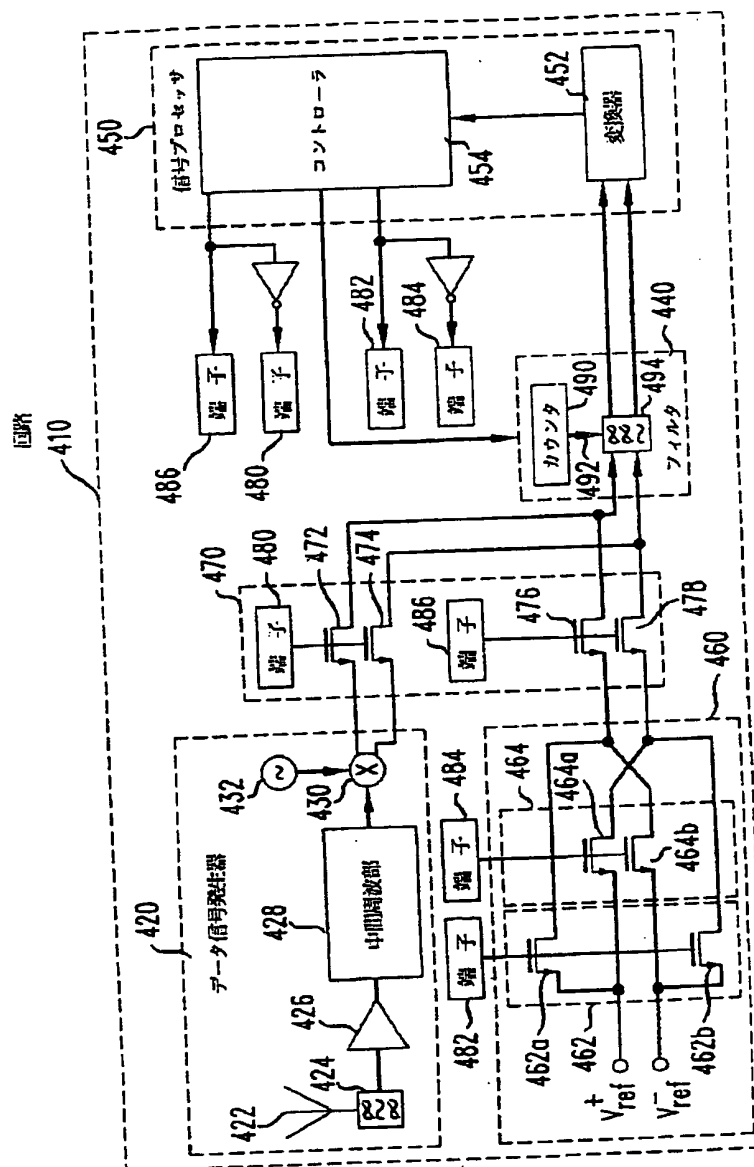


【図 5】

フローチャート 300

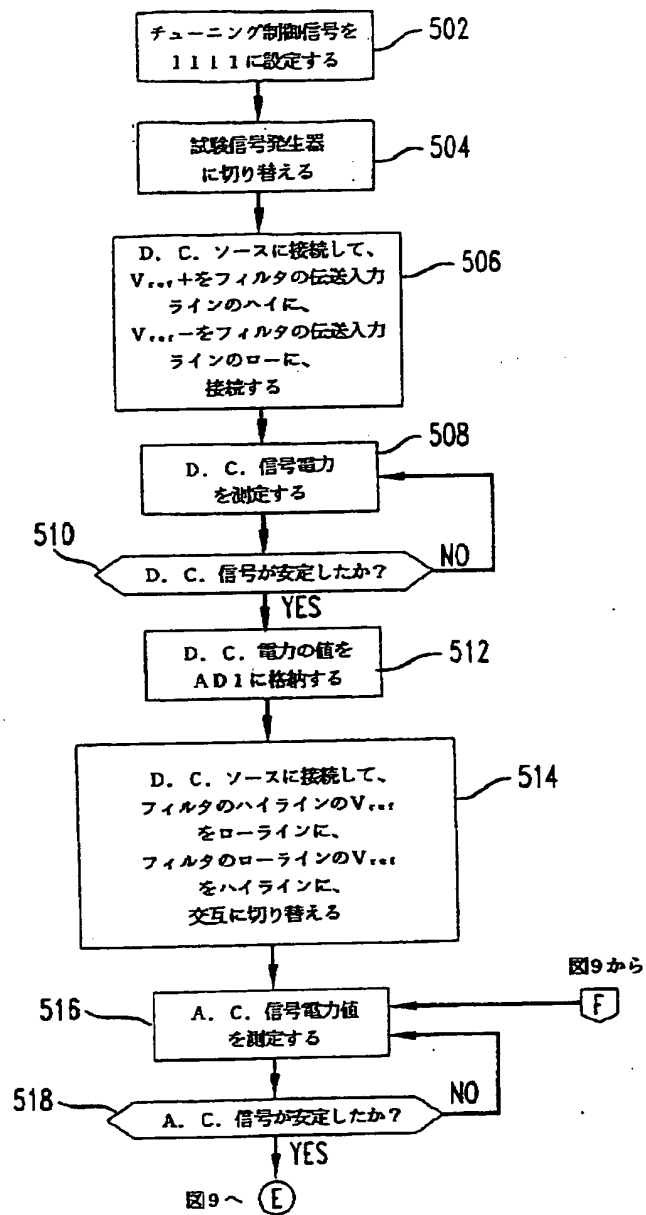


【図 7】

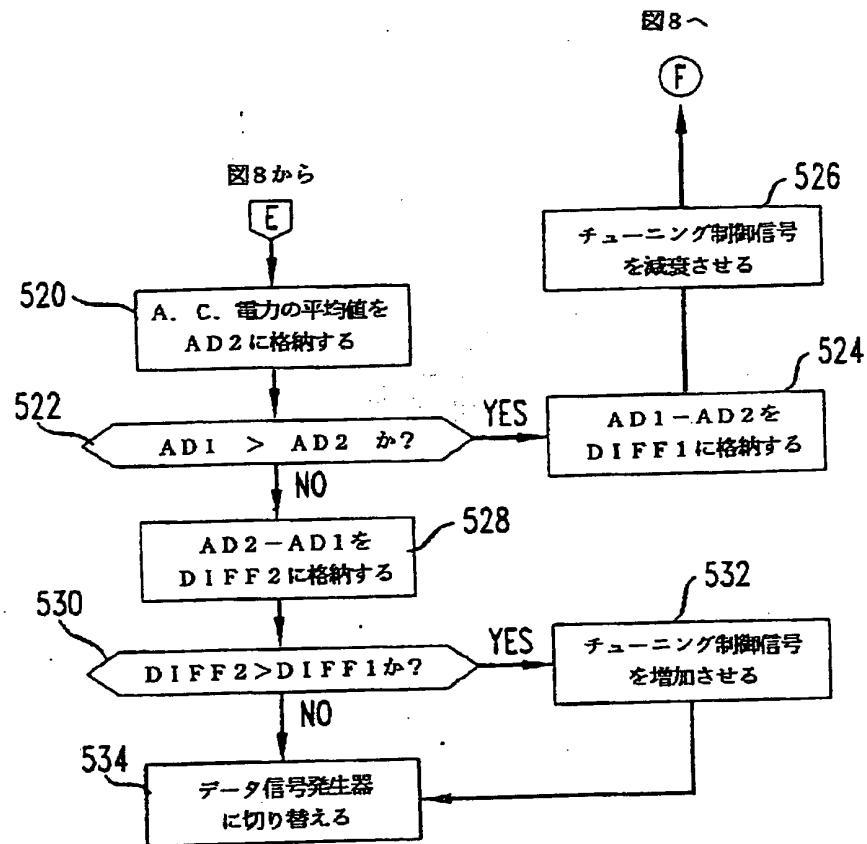


【図8】

500



【図9】



フロントページの続き

(72)発明者 モーリス ジェイ. ターシア
アメリカ合衆国, 07067 ニュージャージー
ー、コロニア、モーニングサイド ロード
48

(72)発明者 ナム サン ウー
アメリカ合衆国, 07974 ニュージャージー
ー、ニュープロビデンス、ダービー コー
ト 10